

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С OFDM-МОДУЛЯЦИЕЙ

Сергиенко А.Б., Натальин А.Б., Сидоров М.С.

Санкт-Петербургский Государственный Электротехнический Университет «ЛЭТИ»
19376, Россия, Санкт-Петербург, ул. проф. Попова, д. 5

Введение

Одним из наиболее популярных методов модуляции на многих несущих является Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Системы связи с OFDM-модуляцией позволяют надежно передавать данные по радиоканалу, в котором имеют место многолучевое распространение и замирания.

Можно выделить следующие факторы, которые приводят к появлению ошибок при передаче цифровых данных по радиоканалу.

1. Аддитивный шум, причиной появления которого являются широкополосные тепловые шумы элементов первого усилительного каскада приемника.
2. Межсимвольная интерференция (МСИ), которая возникает вследствие многолучевого распространения радиоволн.
3. Несовпадение значений несущей частоты передатчика и частоты гетеродина приемника.
4. Несовпадение тактовых частот цифровых микросхем на приемной и передающей сторонах, причиной чего является долговременная нестабильность кварцевых резонаторов.

В докладе рассматривается общий подход к уменьшению влияния этих дестабилизирующих факторов.

Общая структура системы

Структурная схема рассматриваемой системы связи представлена на рис. 1.

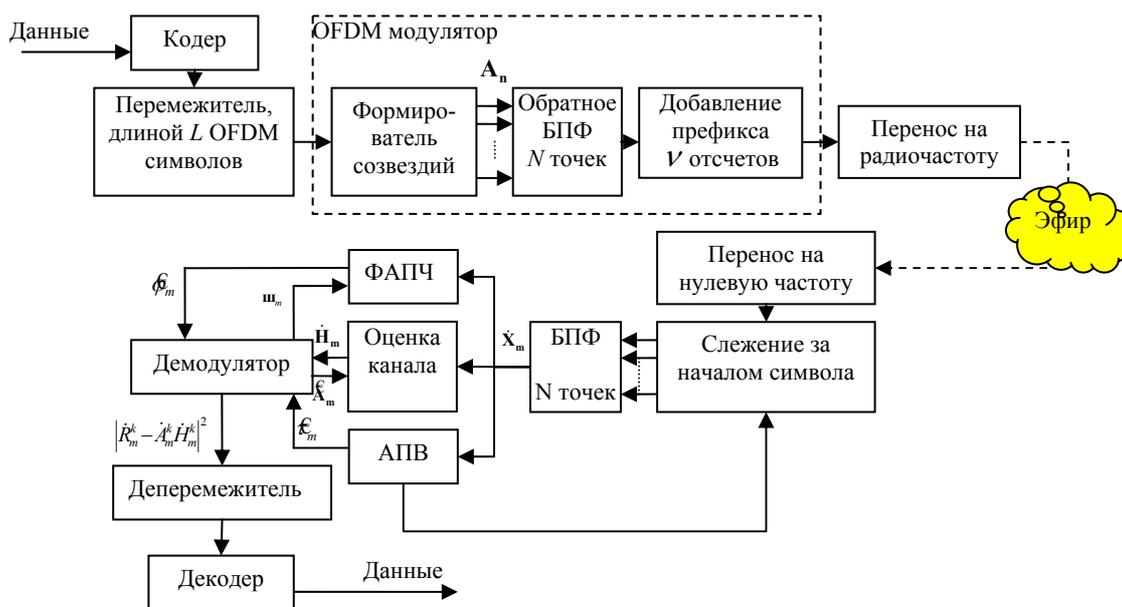


Рис. 1 Основные блоки системы имеют следующее назначение.

1. Помехоустойчивый кодер/декодер предназначены для уменьшения влияния аддитивной помехи.
2. Переключатель/депереключатель позволяют равномерно распределить на длине кодового слова поднесущие с низким отношением С/Ш.
3. OFDM модулятор отображает биты в символы, вставляет пилот-тоны, вычисляет N -точечное обратное преобразование Фурье и добавляет циклический префикс.
4. Блок слежения за началом символа предназначен для грубой коррекции времени задержки.
5. Блок автоподстройки по времени (АПВ) осуществляет точную коррекцию временного положения.
6. Блок фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) компенсирует поворот созвездий, вызванный расстройкой по несущей частоте.
7. Блок оценки канала формирует оценку коэффициента передачи канала согласно алгоритму наименьших квадратов [3].
8. Блок демодулятора вычисляет метрики для помехоустойчивого декодера и вспомогательные данные для систем автоматического регулирования и блока оценки канала.

Демодуляция и декодирование сигнала

В обрабатываемом OFDM-символе после удаления префикса вычисляется БПФ от оставшихся отсчетов символа. Результат БПФ при обработке m -го символа на k -й поднесущей обозначим как \dot{X}_m^k .

Пусть $\dot{\phi}_m$ и $\dot{\epsilon}_m$ — оценки угла поворота между соседними символами и времени задержки обрабатываемого символа, сформированные системами автоматического регулирования (блоки ФАПЧ и АПВ на рис. 1) к моменту начала обработки m -го символа. Принятый сигнал с учетом коррекции угла поворота (1) и времени задержки (2) обозначим как \dot{R}_m^k :

$$\dot{Y}_m^k = \dot{X}_m^k \cdot \exp(-j\dot{\phi}_m),$$

(1)

$$\dot{R}_m^k = \dot{Y}_m^k \exp(j2\pi F_s \dot{\epsilon}_m / N). \quad (2)$$

В равенстве (2) F_s обозначает частоту дискретизации. Если пренебречь шумами текущих оценок систем автоматического регулирования и коэффициентов передачи канала, плотность вероятности скорректированного отсчета БПФ \dot{R}_m^k , при условии, что переданный на данной поднесущей комплексный символ равен \dot{A}_m^k , может быть записана в виде

$$W(\dot{R}_m^k / \dot{A}_m^k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp(-|\dot{R}_m^k - \dot{A}_m^k \dot{H}_m^k|^2 / 2\sigma^2), \quad (3)$$

где \dot{H}_m^k — оценка коэффициента передачи канала на k -й поднесущей при обработке m -го символа.

Можно обозначить n -е кодовое слово как вектор \mathbf{A}_n длины M . Тогда условная плотность вероятности фрагмента принятого сигнала (вектор \mathbf{R}_n), при условии, что передано кодовое слово \mathbf{A}_n , равна

$$W(\mathbf{R}_n / \mathbf{A}_n) = \prod_{i=0}^{M-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp(-|\dot{R}_i - \dot{H}_i \dot{A}_i|^2 / 2\sigma^2). \quad (4)$$

В равенстве (4) \dot{R}_i — i -й символ принятого кодового слова после коррекций поворота и временного сдвига (2). \dot{H}_i — коэффициент передачи канала для той поднесущей, на которой передавался i -й символ кодового слова \mathbf{A}_n ; \dot{A}_i — i -й символ кодового слова \mathbf{A}_n .

Согласно равенству (4), максимально правдоподобной оценкой передаваемого кодового слова \mathbf{A}_n будет кодовое слово \mathbf{A} , для которого условная плотность вероятности $W(\mathbf{R}_n / \mathbf{A}_n)$ максимальна. Это эквивалентно минимизации суммы, задаваемой равенством (5).

$$\mathbf{A} = \arg \min_{\mathbf{A}_n} \left(\sum_{i=0}^{M-1} |\dot{R}_i - \dot{H}_i \dot{A}_i|^2 \right). \quad (5)$$

Таким образом, для того чтобы обеспечить прием согласно правилу максимального правдоподобия, в блоке демодуляции на рис.1 для всех информационных поднесущих нужно вычислять величины $|\dot{R}_m^k - \dot{H}_m^k \dot{A}_m^k|^2$, которые будут служить метриками для помехоустойчивого декодера. При этом \dot{A}_m^k принимает значения из множества точек используемого созвездия. Затем вычисленные согласно равенству (5) метрики для L идущих подряд OFDM символов поступают в деперемежитель. Далее по полученным метрикам с помощью алгоритма Витерби производится поиск максимально правдоподобного кодового слова. Решением декодера Витерби будет информационная последовательность, кодовое слово для которой находится на минимальном евклидовом расстоянии от принятого сигнала.

Описанный алгоритм приема работает по правилу максимального правдоподобия и обеспечивает минимум средней вероятности ошибки на кодовое слово при произвольном коэффициенте передачи канала.

Временная синхронизация

Для обнаружения начала обучающей последовательности используется алгоритм, описанный в [1]. Перед началом обучающей последовательности на передающей стороне вставляется синхрослово, которое состоит из двух одинаковых фрагментов и префикса. Такая структура позволяет обнаружить начало синхрослова вне зависимости от формы импульсной характеристики канала, так как при отсутствии шума коэффициент корреляции между первой и второй половинами синхрослова равен единице при любой импульсной характеристике канала, длина которой не превосходит длины префикса.

Из-за расхождения частот дискретизации начало каждого символа будет сдвинуто относительно предыдущего на постоянную величину. Таким образом, время запаздывания символа τ будет линейно зависеть от номера обрабатываемого символа. Спектр задержанного на время τ сигнала $\dot{S}_3(\omega)$ связан со спектром исходного сигнала $\dot{S}(\omega)$ равенством (6).

$$\dot{S}_3(\omega) = \dot{S}(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau}. \quad (6)$$

Как следует из (6), сдвиг по временному положению приводит к повороту сигнального созвездия k -й поднесущей на угол $\varphi_k = -2\pi kFs\tau / N$. Если временной сдвиг τ известен, этот поворот может быть компенсирован путем умножения результатов БПФ на $e^{-j\varphi_k}$. Если τ становится больше периода дискретизации, соседние символы могут интерферировать между собой. Чтобы избежать этого, необходимо скорректировать позицию начала символа (и, соответственно, текущую оценку τ) на один отсчет (это осуществляет блок слежения за началом символа).

Оценка времени задержки m -го символа ϵ_m формируется с помощью системы автоматического регулирования второго порядка астатизма (блок АПВ на рис. 1). Сигнал рассогласования АПВ формируется из оценки фазового сдвига пилот-тонов, расположенных на поднесущих, которые не имеют разрывов фаз при переходе от символа к символу, т. е. для которых на длине символа укладывается целое число периодов.

Фазовая автоподстройка частоты

Фаза k -й поднесущей в m -м по времени символе $\Delta\varphi_m^k$ с учетом некомпенсированной расстройки частоты гетеродина $\Delta\omega$ без учета шума может быть записана в следующем виде:

$$\Delta\varphi_m^k = \psi_m^k + \alpha_m^k + \Delta\omega T, \quad (7)$$

где ψ_m^k — фаза передаваемого символа, α_m^k — фаза коэффициента передачи канала, $\Delta\omega T$ — фазовый набег частоты гетеродина за время, равное длительности символа, который необходимо компенсировать.

Система ФАПЧ (блок ФАПЧ на рис. 1) представляет собой систему автоматического регулирования второго порядка астатизма. Сигнал рассогласования вычисляется путем оценки ошибки по фазе на всех информационных поднесущих согласно (8) и усреднения с учетом весов, в качестве которых выступают квадраты модулей коэффициентов передачи канала на поднесущих согласно (9):

$$\Delta\phi_m^k T = \varphi_m^k - \psi_m^k - \alpha_m^k, \quad (8)$$

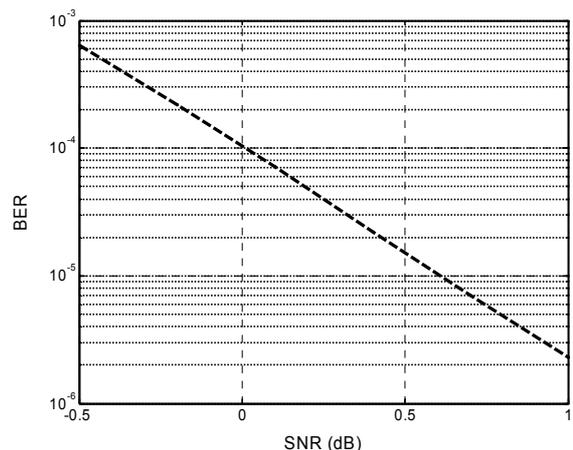
$$\Delta\phi_m = \Delta\phi_m^k T = \sum_{k \in S} \Delta\phi_m^k T \|H_m^k\|^2 / \sum_{k \in S} \|H_m^k\|^2. \quad (9)$$

В равенстве (9) S обозначает множество поднесущих, на которых передаются данные; $\|H_m^k\|$ и α_m^k — оценки модуля и фазы коэффициента передачи, сформированные блоком оценки канала (см. рис. 1) на m -м символе для k -й поднесущей; ψ_m^k — сформированная блоком демодулятора (см. рис. 1) оценка фазы переданного символа.

В [2] показано, что оценка $\Delta\phi_m$, сформированная согласно (8) и (9), достигает границы Крамера—Рао.

Результаты моделирования

Описанный в данной работе вариант построения системы радиосвязи моделировался с использованием базовой платы ADP64Z1PCI и платы с АЦП/ЦАП ADM 212x100 / ADM DAC 214x125MI фирмы «Инструментальные Системы». На передающей стороне согласно рис. 1 формировалась комплексная огибающая OFDM-сигнала с частотой дискретизации 30 МГц, размером БПФ 256 точек, 72 информационными поднесущими, пилот-тонами на поднесущих с номерами 16 и 32, длиной префикса 48 отсчетов, смещением по несущей



частоте 2 кГц и заданным отношением С/Ш в полосе сигнала. На приемной стороне измерялась зависимость средней вероятности ошибки на бит от отношения С/Ш. Результаты моделирования представлены на рис. 2.

Рис. 2

Литература

1. Timothy M. Schmidl and Donald C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM", IEEE Trans. on Communications, Vol. 45, no. 12, December 1997, pp 1613–1621.
2. Paul H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction", IEEE Trans. on Communications, Vol. 42, no. 10, October 1994, pp. 2908–2914.
3. S. Haykin, "Adaptive filter theory", Prentice-Hall, NJ, 1986.
4. Proakis John G. "Digital Communications", 3rd ed/ New York: McGraw-Hill, 1995.

